

【特許請求の範囲】

【請求項1】 回り込み波を模擬する出力信号をキャンセラにて発生させる動作と、発生させた出力信号を帰還して中継装置の受信信号に干渉させる動作と、その干渉の結果受信信号に現れた特徴を検出する動作と、この動作により検出した特徴とその際のキャンセラの動作条件とを対応付けて情報として収集する動作と、を含む事前処理を、信号を無線中継する中継装置の送信アンテナから同じ中継装置の受信アンテナへの無線による回り込みを遮断した状態で、所定範囲内でキャンセラの動作条件を多様に変化させながら実行し、

キャンセラの出力信号を帰還して受信信号に干渉させる動作と、その干渉の結果及び遅延波による干渉の結果受信信号に現れた特徴からキャンセラの出力信号による干渉の影響を除外して検出する動作と、この動作により検出した特徴と事前処理にて収集済の情報とに基づき、かつ、干渉の結果受信信号に現れた特徴が補償又は抑圧されることとなるよう、キャンセラの動作条件を決定する動作と、その結果に従いキャンセラを制御する動作と、を含むキャンセル制御を、事前処理によりキャンセル制御に必要な情報を収集した後回り込みの遮断を解除した上で、繰返し実行することにより、

回り込み波、マルチパス波等の遅延波による干渉の影響を、受信信号から除去し又は抑圧することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項2】 請求項1記載の遅延波キャンセル方法において、キャンセル制御に際して、そのときのキャンセラの動作条件と事前処理にて収集済の情報とに基づき、キャンセラの出力信号により受信信号に現れるであろう特徴を推定し、この推定の結果に基づき、受信信号に現れた特徴からキャンセラの出力信号による干渉の影響を除外することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項3】 請求項1又は2記載の遅延波キャンセル方法において、

キャンセラの出力信号による受信信号への干渉を遮断する動作と、その状態で受信信号に現れた特徴を検出する動作と、この動作により検出した特徴と事前処理にて収集済の情報とに基づき、かつ、検出した特徴がキャンセル信号の干渉により補償又は抑圧されることとなるよう、キャンセラの動作条件を決定する動作と、その結果に従いキャンセラを制御しその出力信号を受信信号に干渉させる動作と、を含む初期制御を、事前処理を実行した後キャンセル制御を開始する前に実行することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項4】 請求項1乃至3のいずれかに記載の遅延波キャンセル方法において、希望波が、その占有周波数域内で遅延波との干渉により周波数対振幅特性にリップル波形を発生させる特性を有する信号であり、

受信信号を周波数解析することにより希望波の占有周波数域からリップル波形を取り出し、取り出したリップル波形を時間波形と見なしてフーリエ変換し、その結果から希望波に対して遅延している成分を取り出し、取り出した成分が希望波に対して有している遅延時間、位相差及び振幅比を検出する動作により、干渉の結果受信信号に現れた特徴を検出することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項5】 請求項4記載の遅延波キャンセル方法において、

キャンセラが、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに到る有線の信号経路上の所定点から受信信号を一部剥ぎ、分岐させた受信信号を可変時間遅延、可変移相及び可変減衰若しくは可変増幅することによりその出力信号を発生させ、上記所定点から見て受信アンテナ寄り又は送信アンテナ寄りの他の所定点にその出力信号を中継装置の受信信号に結合させる装置であり、事前処理の際に受信信号に現れた特徴と対応付けられたキャンセル制御の際に決定されるキャンセラの動作条件が、キャンセラにおける遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率であることを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項6】 請求項5記載の遅延波キャンセル方法において、

キャンセラの動作条件たる遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率の組合せをこれらを各軸とする三次元空間内で三次元的に変化させながら、事前処理を実行することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項7】 請求項6記載の遅延波キャンセル方法において、

キャンセラの動作条件たる遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率のうちいずれか2個を固定し残り1個を変化させながら、かつ固定する動作条件を順織りに変更しつつ、事前処理を実行することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項8】 請求項4乃至7のいずれかに記載の遅延波キャンセル方法において、

リップル波形を時間波形と見なしてフーリエ変換する処理を、当該リップル波形の離散フーリエ変換により行い、

40 当該離散フーリエ変換の離リップル波形に施す窓処理に使用する窓関数の周波数応答を利用して、希望波に対する遅延波成分及び/又はキャンセラの出力信号の遅延時間推定することを特徴とする遅延波キャンセル方法。

【請求項9】 送信利得自動制御回路を有する中継装置と共に使用されるキャンセラであって、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに到る有線の信号経路上の所定点から受信信号を一部分剥がる分岐手段と、分岐した受信信号を可変時間遅延、可変移相及び可変減衰若しくは可変増幅することによりキャンセラから中継装置への出力信号を発生させるキャンセル信号発生手段

と、上記所定点から見て受信アンテナ寄りの他の所定点にてこの出力信号を受信信号に結合させる結合手段と、請求項5乃至7のいずれかに記載の遅延波キャンセル方法を実行する周波数解析演算制御手段と、を備えるキャンセラにおいて、
上記所定点からキャンセル信号発生手段を経て上記他の所定点に到る信号経路上に設けられ、上記送信利得自動制御回路における利得変化に同期してその利得が変化する送信利得変化追従回路を備えることを特徴とするキャンセラ。

【請求項10】 請求項9記載のキャンセラにおいて、上記送信利得変化追従回路が、利得変化に伴う移相量の変化について上記送信利得自動制御回路の特性と実質的に同一の特性を有する自動利得制御回路であることを特徴とするキャンセラ。

【請求項11】 送信利得自動制御回路を有する中継装置と共に使用されるキャンセラであって、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに到る有線の信号経路上の所定点から受信信号を一部分岐する分岐手段と、分岐した受信信号を可変時間遅延、可変移相及び可変減衰若しくは可変増幅することによりキャンセラから中継装置への出力信号を発生させるキャンセル信号発生手段と、上記所定点から見て受信アンテナ寄りの他の所定点にてこの出力信号を受信信号に結合させる結合手段と、請求項5乃至7のいずれかに記載の遅延波キャンセル方法を実行する周波数解析演算制御手段と、を備えるキャンセラにおいて、
上記所定点を、上記送信利得制御回路から送信アンテナに至る信号経路上に設けたことを特徴とするキャンセラ。

【請求項12】 請求項9乃至11のいずれか記載のキャンセラにおいて、受信信号における希望波不要波比変動を検出する手段と、

変化後の希望波不要波比の下でもキャンセル制御の実行により遅延波成分の影響を除去又は抑圧できるよう、希望波不要波比変動に応じ、事前処理の際に収集した又はその後更新した情報を更新する手段と、
を備えることを特徴とするキャンセラ。

【請求項13】 請求項12記載のキャンセラにおいて、

送信利得制御回路又は送信利得変化追従回路における利得の変化を、受信信号における希望波不要波比変動と見なして検出することを特徴とするキャンセラ。

【請求項14】 請求項12又は13記載のキャンセラにおいて、希望波不要波比変動の検出結果に対するリップル波形の寄与分を求める、この寄与分を希望波不要波比変動から除去し、その結果に応じ、事前処理の際に収集した又はその後更新した情報を更新することを特徴とするキャンセ

ラ。

【請求項15】 請求項9乃至14のいずれか記載のキャンセラにおいて、希望波の占有周波数帯域に現れた上記リップル波形のフーリエ変換結果を、当該占有周波数帯域に亘って積分し、その結果得られた積分値が所定値を上回ったときに、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに至る信号経路上の任意の点にて、当該信号経路を遮断する遮断手段を備えることを特徴とするキャンセラ。

10 10 【請求項16】 請求項15記載のキャンセラにおいて、

上記遮断手段が、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに至る信号経路の一部を構成し、上記積分値が所定値を上回るに伴い開放されるリレー等のスイッチであることを特徴とするキャンセラ。

【請求項17】 受信アンテナにより得られる信号を受信する受信機及び受信機による受信信号を送信アンテナから送信する送信機を有する中継装置と、遅延波による干渉の影響を受信信号から除去し又は抑圧するためのキャンセラとを備え、無線伝送システムにて無線信号の中継に用いられる中継システムにおいて、

20 キャンセラが、請求項9乃至16のいずれか記載のキャンセラであり、
上記所定点及び上記他の所定点をいずれも送信機内に置くことを特徴とする中継システム。

【請求項18】 請求項17記載の中継システムにおいて、

上記送信利得自動制御回路が送信機内に設けられており、キャンセラが請求項11記載のキャンセラであることを特徴とする中継システム。

【請求項19】 受信アンテナにより得られる信号を受信する受信機及び受信機による受信信号を送信アンテナから送信する送信機を有しそれぞれ異なる周波数チャネルに対応して設けられている複数の中継装置と、各中継装置に対応して設けられ、遅延波による干渉の影響を受信信号から除去し又は抑圧するためのキャンセラとを備え、無線伝送システムにて無線信号の中継に用いられる中継システムにおいて、

各キャンセラが、請求項9乃至16のいずれか記載のキャンセラであり、

上記複数のキャンセラが、各キャンセラにて対応する周波数チャネルの受信信号から周波数解析により取り出されたリップル波形を、当該周波数チャネルの占有周波数帯域の関係に従って合成した上で、フーリエ変換する手段と、
その結果に基づき、干渉の結果受信信号に現れた特徴を検出する手段と、共有することを特徴とする中継システム。

【請求項20】 請求項19記載の中継システムにおいて、

上記合成の対象に係る複数の周波数チャネル相互間に、周波数チャネル同士のセパレーションのための帯域又は上記合成の対象にしない周波数チャネルが存在している場合に、当該周波数チャネル相互間の帯域又は周波数チャネルにおけるリブル波形について、近似波形による補間を行いつつ上記合成を実行することを特徴とする中継システム。

【請求項2】 請求項1記載の中継システムにおいて、

上記合成の対象に係る複数の周波数チャネル相互間に、周波数チャネル同士のセパレーションのための帯域又は上記合成の対象にしない周波数チャネルが存在しておらず、かつ、その帯域又は周波数チャネルが各周波数チャネルの占有周波数帯域又は上記合成の対象に係る複数の周波数チャネル全体による占有周波数帯域に比べ十分に狭い場合に、当該周波数チャネル相互間の帯域又は周波数チャネルを無視して上記合成を実行することを特徴とする中継システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、中継放送機等の装置にて回り込み波、マルチバス波等の遅延波をキャンセルするために実行される遅延波キャンセル方法に関する。

【0002】

【従来の技術】日本における地上波デジタルテレビジョン放送では、周波数軸上で隣接する他のキャリアとの間に直交関係が成立つよう多数のキャリアを密に並べる多重化方式、即ち直交周波数分割多重（OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplex）方式を採用する予定である。ガードの付加その他の工夫が施されていることと相俟って、この方式には、マルチバス等の遅延波に強く從つて視聴者装置（受像機）にてゴーストが生じにくく、という利点がある。そのため、單一周波ネットワーク（SFN:Single Frequency Network）の実現による省周波数資源化が期待されている。即ち、現在実施中の地上波アナログテレビジョン放送では、視聴者装置におけるゴーストの発生を防ぐために、山地等を境に隣接する地域同士では、同一コンテンツの放送であっても互いに別々のチャネルを用いていた。これに対し、OFDM方式による地上波デジタルテレビジョン放送では、多少のマルチバスが発生したとしても視聴者装置でそれを好適に検出及び除去できるため、隣接する地域で同一チャネルを用いた放送を行うことができる。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】現在実施中の地上波アナログテレビジョン放送でも、ある地域からこれに隣接する地域への放送波の無線中継が行われている。そのために用いられる装置乃至設備、即ち中継放送機は、基本

的構成要素として、中継すべき放送波を無線受信する受信機と、この受信機により受信された放送波を無線送信する送信機とを、備える。地上波アナログテレビジョン放送の場合中継放送機における無線受信周波数と無線送信周波数とが互いに異なる周波数であったが、地上波デジタルテレビジョン放送の場合SFNの実現のためにこれらを互いに等しい周波数とする。

【0004】中継放送機における無線受信周波数と無線送信周波数とを互いに等しくした場合に問題となるの

10 は、中継放送機が無線送信した放送波をその中継放送機自身が無線受信してしまう現象、即ち回り込みである。回り込み波はマルチバス波と同様放送波に対して遅延して到来する波であり、希望波不要波比（D/U比）の劣化原因の一つである。特に、中継放送機の受信機から送信機及び回り込み伝送路を介し受信機に戻るループの利得が0dBを越えてしまうと、このループにて発振が生じてしまい、正常な中継を行えなくなる。

【0005】本願出願人は、この回り込みによるD/U比の劣化及び中継放送機の発振やマルチバス波によるD

20 /U比の劣化を防ぐために、これまで各種の提案を行っている。そのうち特願平9-264743号に実施形態として記載した構成では、遅延波により受信信号中に現れる特徴的波形に、着目している。即ち、放送波等の希望波だけではなく回り込み波、マルチバス波等の遅延波をも受信しているときには、中継放送機等信号を無線中継する中継装置の受信信号には、希望波のみを受信しているときには現れないような特徴が現れる。この特徴は、希望波に対する遅延波の干渉によって生じるものであると見なせる。例えば、希望波がOFDM方式やCDMA方式に従い生成された信号である場合、希望波の占有周波数帯域内における受信信号の周波数特性は、希望波のみを受信している状態ではほぼ平坦となるのに対し、遅延波をも受信している状態ではリブル波形を呈する。

【0006】従つて、このリブル波形から得られる情報に回り込み伝播の理論式と照合することにより、希望波に対する遅延波の遅延時間、位相差及び振幅比を求めることができる。希望波に対する遅延波の遅延時間、位相差及び振幅比が正確にわかれば、それに基づき遅延時間、位相及び振幅を制御しながらキャンセル信号を発生させ受信信号に結合させることにより、希望波に対する遅延波の干渉を補償又は抑圧することができる。特に、キャンセル信号を発生させる装置（キャンセラ）の動作、即ち遅延時間、位相及び振幅の制御に漸増／漸減制御を導入することにより、理論に対する誤差を抑えられることや、回り込みにより発振が生じている状態にも対応できる等、各種の利点が生まれる。

40 【0007】しかし、このような漸増／漸減制御を行つたのでは、キャンセラの動作状態が最適な状態即ち遅延波の影響を補償又は抑圧するのに適不足ない状態に到る

までに、時間がかかってしまう。本発明の目的は、本願出願人が先に特願平9-2614743号にて提案した遅延波キャンセル原理を、本願出願人が特願平10-281714号で提案したキャンセラに応用し、更に、最適な動作状態を早期に実現できるようにするための工夫を施すことにより、希望波に対する遅延波の遅延時間、位相差及び振幅比の変化に対し高速で応答できこれらの遅延波を好適にキャンセルできるようにすること、希望波のレベルや中継装置の動作状態の変化に追従即ちできるようにすること、キャンセラを小規模回路・小規模ソフトウェアで低コストで実現すること、希望波例えば放送波を汚す原因となる信号例えばパイロット信号を付加することなしにキャンセラを実現すること等にある。

【0008】

【課題を解決するための手段】このような目的を達成すべく、本発明に係る遅延波キャンセル方法及びキャンセラにおいては、キャンセラの出力信号により遅延波の影響を補償又は抑圧するキャンセル制御に先立って、当該キャンセル制御で利用できる情報を収集するための事前処理や、キャンセル制御の初期制御状態を決定するための初期制御を、実行することとしている。

【0009】本発明にて着目している点の一つは、信号を無線中継する中継装置の受信アンテナに遅延波が到来していない状態でキャンセラの出力信号を帰還させ受信信号に干渉させると（例えば、カブラを用いてキャンセラの出力信号を受信信号と結合させると）、遅延波による希望波への干渉が生じている状態と同様に、希望波のみを受信しているときは現れない特徴が、希望波の占有周波数域において受信信号に現れる点である。即ち、キャンセラの出力信号はそもそも遅延波をキャンセルするための信号であり、いわば遅延波と相補的な関係にあるべき信号であるから、その信号単独でも遅延波と同様の作用を受信信号に及ぼすことができる。

【0010】本発明にてキャンセル制御に先立ち実行する事前処理は、中継装置の送信アンテナから同じ中継装置の受信アンテナへの無線による回り込みを例えば電磁遮蔽等の手段で遮断した状態で、所定範囲内でキャンセラの動作条件を多様に変化せながら、キャンセラをいわば擬似回り込み波源として動作させる処理である。この事前処理は、回り込み波を模擬する出力信号をキャンセラにて発生させる動作と、発生させた出力信号を帰還して中継装置の受信信号に干渉させる動作と、その干渉の結果受信信号に現れた特徴を検出する動作と、この動作により検出した特徴とその際のキャンセラの動作条件とを対応付けて情報として収集する動作とを、含む処理である。従って、この処理を実行することにより、キャンセラの動作条件と受信信号の特徴とを対応付ける情報を収集することになる。

【0011】ここに、実際の回り込みが受信信号に及ぼす作用と、キャンセラの出力信号が受信信号に及ぼす作用と、キャンセラの出力信号が受信信号に及ぼす作用と、

用は、同質のものである。従って、実際に回り込みが発生しているときには、受信信号から検出したその特徴と、事前処理によって収集される情報とに基づきキャンセラの動作条件を決定し、決定した動作条件に従いキャンセラの動作を制御することにより、受信信号に現れている回り込み波の影響を、キャンセラの出力信号が受信信号に及ぼす作用によって、キャンセル（補償又は抑圧）することができる。また、マルチバスも一次の回り込みと同じく希望波に対して遅延波として作用することから、回り込みを遮断して行った事前処理の結果を利用して、受信信号に現れているマルチバスの影響をキャンセルすることができる。即ち、本発明の如く事前処理を行いつの結果をキャンセル制御に利用すれば、回り込みキャンセル向けに設計したキャンセラ及びキャンセル手法によってマルチバスをもキャンセルでき、経済的である。

【0012】更に、キャンセル制御に際しては、遅延波が受信信号に及ぼしている影響のみならず、キャンセラの出力信号が受信信号に及ぼすであろう影響をも、反映させる。即ち、本発明におけるキャンセル制御は、キャンセラの出力信号を帰還して受信信号に干渉させる動作と、その干渉の結果及び遅延波による干渉の結果受信信号に現れた特徴からキャンセラの出力信号による干渉の影響を除外して検出する動作と、この動作により検出した特徴と事前処理にて収集済の情報とに基づき、かつ、干渉の結果受信信号に現れた特徴が補償又は抑圧されることとなるよう、キャンセラの動作条件を決定する動作と、その結果に従いキャンセラを制御する動作と、を含むものである。このキャンセル制御を、事前処理によりキャンセル制御に必要な情報を収集した後回り込みの遮断を解除した上で、繰り返し実行することにより、回り込み波、マルチバス等の遅延波による干渉の影響を、受信信号から除去し又は抑圧することができる。

【0013】このように、本発明によれば、キャンセラの動作状態に関する漸増／漸減制御なしで回り込みやマルチバスをキャンセルできるため、キャンセル制御又はこれに先立つ初期制御を開始してから短時間の間に、キャンセラの動作条件を遅延波のキャンセルに最適な条件にすことができ、キャンセラの応答性が高まる。更に、キャンセラの出力信号が受信信号に及ぼす影響をも反映させて、キャンセル制御を行っているため、遅延波の発生状況に変化が生じた場合でも、キャンセラをそれに応じて適切かつ迅速に変化させることができ、その面でも応答性が高いキャンセラとなる。更に、キャンセラの動作条件と事前処理にて収集済の情報とに基づき、キャンセラの出力信号により受信信号に現れるであろう特徴を推定し、この推定の結果に基づき、受信信号に現れた特徴からキャンセラの出力信号による干渉の影響を除外することができる。即ち、キャンセラの出力信号の影響を除去する処理は、事前処理にて収集した情報を利用

することで、簡便に即ち格別の手順乃至装置の付加なしに実現できる。

【0014】また、キャンセル制御を開始するに当たっては、キャンセル制御の初期条件を何らかの形で（例えばランダムに、或いは所定値）設定する必要がある。キャンセル制御の初期条件を設定する処理は、次のような初期制御に係る手順にて、簡便に実現できる。ここでいう初期制御は、キャンセラの出力信号による受信信号への干渉を遮断する動作と、その状態で受信信号に現れた特徴を検出する動作と、この動作により検出した特徴と事前処理にて収集済の情報に基づき、かつ、検出した特徴がキャンセル信号の干渉により補償又は抑止されることとなるよう、キャンセラの動作条件を決定する動作と、その結果に従いキャンセラを制御しその出力信号を受信信号に干渉させる動作と、含む手順であり、事前処理を実行した後キャンセル制御を開始する前に実行される。

【0015】また、本発明は様々な無線中継に適用できる。一例として、希望波がその占有周波数帯域内に遅延波との干渉により周波数対振幅特性にリブル波形を発生させる特性を有するシステム、例えばOFDM方式の地上波デジタルテレビジョン放送やCDMA方式の携帯電話等のシステム向けの中継装置にて本発明を適用した場合、回り込みやマルチバスの影響は、希望波の占有周波数帯域内におけるリブル波形となって、現れる。従って、受信信号を周波数解析することにより希望波の占有周波数帯域からこのリブル波形を取り出し、取り出したリブル波形を時間波形と見なしてフーリエ変換することにより、希望波に対して遅延している成分を取り出すことができる。取り出すことができる成分は、送信アンテナから受信アンテナへの回り込み波、この回り込み波に對しても遅延している高次の回り込み波、希望波より遅れて受信アンテナに到来するマルチバス波、更にはキャンセラの出力信号等に、對応する成分である。これら、取り出された成分について、希望波に対して有している遅延時間、位相差及び振幅比を検出する動作により、その成分に係る信号乃至波が希望波に干渉した結果受信信号に現れた特徴を、検出することができる。

【0016】キャンセラの配置としては、一般に、

(1) 受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに到る有線の信号経路上の所定点から受信信号を一部分岐させ、この所定点から見て受信アンテナ寄りの他の所定点にてその出力信号を中継装置の受信信号に結合させるIIR（無限インパルス応答）型と、(2) 受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに到る有線の信号経路上の所定点から受信信号を一部分岐させ、この所定点から見て送信アンテナ寄りの他の所定点にてその出力信号を中継装置の受信信号に結合させるFIR（有限インパルス応答）型がある。本発明を実施する際に、マルチバスによる干渉の高次成分を好適にキャンセ

ルするため、IIR型の配置を有するキャンセラを用いるのが望ましい。IIR型のキャンセラでは、上述の所定点から受信信号を一部分岐させ、分岐させた受信信号を可変時間遅延、可変移相及び可変減衰若しくは可変増幅することによりその出力信号を発生させ、上述の他の所定点にてその出力信号を中継装置の受信信号に結合させる。この場合に、上述の動作条件として扱われるのは、キャンセラにおける遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率である。また、IIR型のキャンセラとF

10 IIR型のキャンセラとの間の相違点は、キャンセラへの入力信号を受信信号から分岐する点と、キャンセラの出力信号を受信信号に再結合させる点の位置関係にある。IIR型では、再結合点が分岐点より受信アンテナ寄りにあり、FIR型では送信アンテナ寄りにある。両者の比較でいえば、IIR型には、回り込み波もマルチバス波も好適にキャンセルできるという利点があり、FIR型には、キャンセラを含むループが発振しないという利点がある。更に、本発明をFIR型のキャンセラで実施する際は、受信信号に現れているリブル波形の検出を上述の再結合後の受信信号から行うようにする。このような配置とすることで、受信信号へのキャンセラ出力の干渉によるリブル波形の検出が可能になり、事前処理の実行による情報の蓄積ひいてはそれを用いたキャンセル制御が可能になる。

【0017】キャンセラにおける遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率を上述の動作条件として扱う場合、事前処理における情報の収集は、例えば、遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率の組合せを、これらを各軸とする三次元空間内で三次元的に変化させながら、実行する。これにより、キャンセラの動作条件とその動作条件でキャンセルできる遅延波の性状とを対応付いたマップ又は一テーブルを作成できる。その際に、上述の三次元空間上の所定領域内に属する各点又は各微小体積空間にて与えられる動作条件に、受信信号に現れている特徴に関する情報を対応付けるという第1の方法を探れば、キャンセル制御の際に実行する処理の量が比較的小なくて済む。

【0018】また、キャンセラの動作条件たる遅延時間、移相量及び減衰率若しくは増幅率のうちいずれか24個を固定し残り1個を変化させながら、かつ固定する動作条件を順繰りに変更しつつ、事前処理を実行するという第2の方法を探れば、第1の方法を採った場合に比べて、事前処理における情報収集に要する時間が短くなり、収集した情報を記憶しておくための記憶領域も小さくて済む。また、状況によっては、事前処理における情報収集は第2の方法に従い、収集した情報をキャンセル制御で直ちに利用できる情報となるよう加工する処理をキャンセル制御に先立って行い、そしてキャンセル制御は第1の方法に従い行う、という第3の方法も、採用可能である。

【0019】更に、リブル波形を時間波形と見なしてフーリエ変換する処理を当該リブル波形の離散フーリエ変換例えば高速フーリエ変換(FFT)により行う場合には、離散フーリエ変換の際リブル波形に施す窓処理に使用する窓関数の周波数応答を利用して、希望波に対する遅延波成分及び/又はキャンセラの出力信号の遅延時間を推定するようになるのが望ましい。周波数解析に先立ち受信信号をサンプリングする際のサンプル点数が少ない場合、この推定動作により、遅延時間の検出精度及び検出分解能が向上する。

【0020】また、中継装置には、無線送信レベルをできるだけ一定に保つために、送信利得自動制御回路を設ける。放送停止等に伴い受信アンテナによる主波の受信が途絶えたときでも、送信利得自動制御回路は無線送信レベルを保とうとするため、瞬時に受信D/U比が劣化し、受信アンテナから受信機、送信機、送信アンテナ及び回り込み伝送路を介して受信アンテナに至るループが発振する可能性がある。ここに、発振時における受信信号の周波数スペクトルは、リブル波形と言うよりはインパルスに近い波形となり、これをフーリエ変換したときはリブル波形をフーリエ変換したときに比べて全帯域にて高いレベルのフーリエ変換結果が得られる。従って、受信信号の周波数スペクトルをフーリエ変換し、その結果を希望波の占有周波数帯域に亘って積分し、その結果得られた積分値が所定値を上回ったときに、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに至る信号経路上の任意の点にて当該信号経路を遮断するようすれば、上述した発振を自動停止させることができる。特に、この遮断の手段として、受信アンテナから中継装置内を経て送信アンテナに至る信号経路上にリレー等を設けることにより、当該信号経路を積分値の上昇に応じ瞬時に遮断することができる。

【0021】更に、受信信号経路上の受信信号分岐点からキャンセル信号発生手段を経てキャンセル信号結合点に到る信号経路上に、この送信利得自動制御回路における利得変化に同期してその利得が変化する送信利得変化追従回路を設けることによって、希望波レベルが変化したときにキャンセラの動作をこれに即応させることができ、キャンセラの応答性が高まる。特に、送信利得変化追従回路を、利得変化に伴う移相量の変化について送信利得自動制御回路の特性と実質的に同一の特性を有する自動利得制御回路とすることにより、送信利得自動制御回路にて利得変化が生じたときにキャンセラ内のキャンセル信号発生手段における移相量を変更する必要がなくなる。また、送信利得制御回路から受信アンテナに至る信号経路上に点から受信信号(送信信号)の一部を分岐してキャンセラに入力するようすれば、送信利得変化追従回路を用いることなしに同様の効果を得ることができ、更に回路規模も小さくなる。

【0022】他方、中継装置は一般に受信機及び送信機

から構成されているため、キャンセラの設け方としては、受信機から取り出した信号に基づき発生させた信号を受信機に戻す受信機側設置形態、送信機から取り出した信号に基づき発生させた信号を送信機に戻す送信機側設置形態、受信機及び送信機の一方から取り出した信号に基づき発生させた信号を受信機及び送信機のうち他方に供給する送信機間設置形態等が考えられる。送信利得自動制御回路は通常は送信機内に設けられているため、送信利得制御回路から受信アンテナに至る信号経路上にある点から受信信号(送信信号)の一部を分岐してキャンセラに入力するのであれば、キャンセラは送信機側から送信機間に設置することになる。この場合において、キャンセラを送信機側に設置することによって、装置構成がよりコンパクトになり、送受信分離配置にも便利である。即ち、D/U比を向上させるためには受信アンテナと送信アンテナとの間の距離をできるだけ大きくする方がよいため、受信アンテナ及びこれを用いて信号を受信する受信機と、送信アンテナ及びこれを用いて信号を送信する送信機とを、別々の場所に設けるのが好ましい。また、送信機特にその電力増幅器は多くの電力を消費するため、電源回路は送信機近傍に設ける(受信機へは1ケーブル等で電力を供給する)のが望ましく、送信動作を監視するための各種監視回路も送信機側に設けるのが望ましい。上述のようにキャンセラを送信機側配置することにより、中継機を構成する又はこれに関連する装置の多くが送信機側に集中配置されることになり、これらの装置を同一筐体に収納できる等、装置構成がコンパクトになる。また、送信機側から離れた位置に置かれた受信機側にキャンセラの出力信号等を伝送する必要もなくなる。キャンセラ内の処理を全て中間周波数で行うようにすれば、キャンセラへの局部発振信号入力も不要になる。

【0023】更に、受信信号におけるD/U比変動を検出する手段を設けておき、変化後のD/U比の下でもキャンセル制御の実行により遅延波成分の影響を除去又は抑止できるよう、D/U比変動に応じ、事前処理の際に収集した又はその後更新した情報を更新するようすれば、キャンセル信号発生手段における可変時間遅延、可変移相及び可変減衰若しくは可変増幅動作即ちキャンセル用の出力信号の生成動作を、より正確に実行可能になる。受信信号レベルの変化ひいては送信利得自動制御回路の利得の変動に伴うD/U比変動は、受信信号を検波し受信信号レベルを求める回路によつても、受信信号レベル(希望波受信レベル)の形で検出できる。しかしながら、送信利得自動制御回路又は送信利得変化追従回路の自動利得制御回路からその制御電圧等を取り出し、それによって表されている利得の変化を、受信信号におけるD/U比変動と見なして検出するようにした方が、回路構成が簡素になる。そして、D/U比変動の検出結果に対するリブル波形の寄与分を求める、この寄与分

40

を D/U 比変動から除去し、その結果に応じ、事前処理の際に収集した又はその後更新した情報を更新することにより、キャンセル制御の精度が高まる。

【0024】更に、フーリエ変換によって遅延波成分を取り出すに際して、遅延時間等の検知分解能は受信信号（希望波）の占有周波数帯域幅により制限される。例えば、占有周波数帯域幅が 5.6 MHz であるならば、分解能は $1/5.6$ MHz = 1.79 ns が限界であり、これより精細な分解能は得られない。分解能を向上させるには、フーリエ変換の対象となる信号の占有周波数帯域幅を広げる必要がある。この占有周波数帯域幅を見かけ上拡げる方法としては、複数の周波数チャネルをあたかも一つの周波数チャネルであるかのように扱い、その周波数解析により得られたリップル波形等をフーリエ変換する、という方法がある。即ち、複数の周波数チャネルを用いて無線伝送を行うシステムで本発明を実施する際に、は、無線中継を行なう際に、各周波数チャネル毎に中継装置及びキャンセラを設けると共に、各周波数チャネルに係る受信信号から周波数解析により取り出されたリップル波形を周波数チャネル同士の占有周波数帯域の関係に従い合成して、その結果得られた合成波形をフーリエ変換する。これによって、フーリエ変換の対象となる信号の占有周波数帯域を複数チャネル間に拡張できるため、遅延時間等の検知分解能も向上する。例えば、同一占有周波数帯域幅を有する n 個の周波数チャネルがある場合、これら n 個の周波数チャネルを対象として上述の処理を実行することにより、分解能は、1 個の周波数チャネルを対象として周波数解析及びフーリエ変換を実行したときに比べ、 $1/n$ という精細な分解能になる。また、周波数チャネルと周波数チャネルとの間に一般にチャネル間の分離のためのセパレーション帯域が設けられており、また、周波数チャネルと周波数チャネルとの間に未使用の周波数チャネルがあることもある。これら、セパレーション帯域や未使用の周波数チャネルの周波数帯域幅が、合成の対象となる n 個の周波数チャネルの周波数帯域幅に対して十分だければ、これらセパレーション帯域や未使用の周波数チャネルの存在を無視しても、高々、フーリエ変換結果にノイズが重畳されるのみで、して問題にはならない。また、セパレーション帯域や未使用の周波数チャネルについてリップル波形の幅値を実施することにより、このノイズも抑えることができる。

【0025】

【発明の実施の形態】以下、本発明の好適な実施形態に関し図面に基づき説明する。

【0026】(1) 中継放送機の構成

図1に、本発明の一実施形態に係る中継放送機の構成を示す。この図に示す中継放送機は、受信機10、送信機20及び回り込みキャンセラ30を有しており、放送波を受信し定格送信レベルまで増幅して再送信する構成を有している。放送波は、OFDM方式に則り多重化され

た信号であり、1チャネル当たり 5.6 MHz の帯域を占有する。また、RFは 470~770 MHz、IFは 3.7、1.5 MHz とする。但し、これらの数値は一例であり、占有帯域やRF・IFの異なる他国・他地域の放送システムにおいても、本発明を実施できる。本発明は、更に、放送システムにおける中継に限定適用されるべきものではない。例えばCDMA (Code Division Multiple Access) 方式携帯電話では、OFDM方式地上波デジタルテレビジョンと同様、その占有周波数帯域内で、遅延波との干渉によりリップルが生じる。即ち、これらのシステムでは、回り込み波やマルチバスの影響が、占有帯域内における周波数スペクトル分布の“規則性ある乱れ”となって、現れる。後の説明からも明らかのように、本発明は、当該“規則性ある乱れ”が生じる性質を有するシステムにおける無線中継全般に、適用できる。

【0027】受信機10は、放送波を受信するためのアンテナ11と接続されている。受信機10は、アンテナ11による受信信号を帯域外雜音の除去等のため濾波する20入力フィルタ12、濾波された受信信号を局部発振信号と混合し無線周波数(RF)から中間周波数(IF)に変換するミキサ13、IFに変換された受信信号を帯域通過濾波する表面弹性波(SAW)フィルタ14、並びにRF又はIFの受信信号を増幅するアンプ15、16及び17を、有している。送信機20は、IFに変換された受信信号を送信信号として入力しそのレベルを所定値に自動調整する送信利得制御用の自動利得制御(AGC)回路21、AGC回路21から出力される送信信号を局部発振信号と混合しIFからRFに変換するミキサ22、IFに変換された送信信号を帯域通過濾波するチャネルBPF23、濾波された送信信号を電力増幅するアンプ24、並びに雜音・歪等を除去すべく電力増幅後の送信信号を濾波する出力フィルタ25を、有している。送信機20は、出力フィルタ25を経た送信信号を無線送信するためのアンテナ26に、接続されている。

受信機10及び送信機20は、各種の端子を備えている。まず、受信機10に設けられているF1LIN端子はアンテナ11との接続のための、IFOUT端子は送信機20との接続のための、端子である。送信機20に40設けられているIFIN端子は受信機との接続のための、RFOUT端子はアンテナ26との接続のための、端子である。更に、受信機10及び送信機20双方に(更に回り込みキャンセラ30にも)設けられているLOC端子は、局部発振器40から出力される局部発振信号を入力するための端子である。なお、図では局部発振器40を送受信共用化して1個にしているが、送受信個々に使用すべく、同一周波数で発振する複数個の局部発振器を設けることができる。

【0028】受信機10には、更にRFOUT端子及びRFIN端子が設けられている。RFOUT端子は入力

フィルタ12の出力を受信機10の外部に取り出すための端子であり、RF OUT端子は受信機10の外部から信号を取り込みアンプ15に入力するための端子である。本実施形態では、RF OUT端子は回り込みキャンセラ30のRF IN端子に、RF IN端子は回り込みキャンセラ30のRF OUT端子に接続されている。回り込みキャンセラ30のRF IN端子とRF OUT端子との間は回り込みキャンセラ30の内部で接続されているから、入力フィルタ12によって滤波された受信信号は一旦受信機10の外部に出され回り込みキャンセラ30を通じて受信機10の内部に戻りアンプ15に供給されることがある。

【0029】また、受信機10のIF OUT端子は送信機20のIF IN端子に直接接続されるのではなく、回り込みキャンセラ30のIF IN端子に接続されている。他方で、送信機20のIF IN端子は回り込みキャンセラ30のIF OUT端子に接続されており、回り込みキャンセラ30のIF IN端子とIF OUT端子との間は回り込みキャンセラ30の内部で接続されている。即ち、受信機10から出力されるIFの受信信号は、回り込みキャンセラ30の内部を経て、送信機20に入力されている。

【0030】回り込みキャンセラ30は、そのIF IN端子とIF OUT端子の間に設けたカプラ31によってIFの受信信号を一部分岐し、分岐した受信信号に基づきキャンセル信号生成回路32によってIFのキャンセル信号を生成し、生成したキャンセル信号をミキサ33にて局部発振信号と混合してIFからRFに変換し、RFに変換されたキャンセル信号をRF IN端子とRF OUT端子の間に設けたカプラ34によりRFの受信信号に結合させる構成を有している。キャンセル信号生成回路32は、アンテナ26からアンテナ11への回り込みにより受信信号中に生じた回り込み成分に対し、同遅延時間、同振幅、逆位相のキャンセル信号を発生させる回路であり、図2に示す構成を有している。

【0031】中継すべき受信放送波（主波乃至希望波）に対するキャンセル信号の遅延時間、位相差及び振幅比は、それぞれ図2中の可変遅延回路321、可変移相器322又は可変減衰器323を用いて、演算制御部324により制御される。なお、可変減衰器323に代え可変利得増幅器を設けてもよい。また、カプラ31からカプラ34に至る信号経路上にはこれらの他にもレベル変化等を発生させる回路があるが、当該レベル変化等については予め既知であるかあるいは制御電圧等から知ることができる。従って、当該既知の又は検出可能な情報に基づき、可変遅延回路321、可変移相器322及び可変減衰器323における遅延時間 τ 、位相差 θ 及び減衰率 A を制御することによって、主波に対するキャンセル信号の遅延時間、位相差及び振幅比を、制御することができる。演算制御部324は、CPUやこれに付随す

る各種のプロセッサ、メモリ等により実現できる部材であり、AGC回路325や周波数解析部326からの信号に基づき、これら可変遅延回路321、可変移相器322及び可変減衰器323に供給すべき制御信号を発生させる。

【0032】この図の例では、メモリへの書き込み及び遅延抽出により信号を遅延させる回路等、デジタル信号でその遅延時間 τ を設定・制御できる回路を、可変遅延回路321として用いている。また、可変移相器322としては、例えば、入力信号を2個の双平衡ミキサ(DBM)に直交分配しこれらDBMにて1, Q制御信号と混合された信号同士を同相合成する回路、即ち直交変調により入力信号を移相させる直交変調器を、用いることができる。回路構成及び仕様によっては、可変減衰器323の役割の一部又は全部を、この直交変調器により担わせることもできる。更に、この図の例では、可変移相器322及び可変減衰器323としてアナログの電流又は電圧によりその移相量 θ 及び減衰率 A を設定・制御できるタイプを用いているため、演算制御部324からこれらの部材に対し供給する制御信号をアナログ信号に変換するD/A変換器329を設けている。なお、以上は一例に過ぎず、これら可変遅延回路321、可変移相器322及び可変減衰器323は、他種の構成とすることもできる。また、これらの回路の順番は変てもよい。

【0033】図中、可変遅延回路321等の前段には、AGC回路325及びカプラ327が設けられている。AGC回路325は、カプラ31にて分岐されたIFの受信信号のレベルを所定のレベルになるよう自動制御し、それによって送信機20内のAGC回路21における送信利得の変化に追従する回路であり、好ましくは、AGC回路21と同じ特性としておく。即ち、その利得変化に伴い発生する移相量の変化分が同じ量になるよう、これらAGC回路21及び325を設計 θ 等によって選択する。AGC回路325における利得制御状態は、その内部で発生させている制御電圧から知ることができる。演算制御部324は、この制御電圧を、AGC回路325の利得を示す情報として、A/D変換器328によりデジタル信号に変換した上で取り込む。

【0034】また、カプラ327は、AGC回路325を介して可変遅延回路321等に供給される受信信号を一部分岐し、周波数解析部326に供給する。周波数解析部326は、1個又は複数個のデジタル信号処理回路(DSP)、スペクトルアナライザ等によって、構成されており、回り込みやマルチパス更にはキャンセル信号それ自体によって生じるリブル波形を取り出し、演算制御部324に供給する。

【0035】本実施形態の特徴の一つは、周波数解析部326やAGC回路325から得られる情報に基づき演算制御部324が行う動作にある。そこで、次に、演算制御部324が周波数解析部326等の回路と共に実行

e c]

θy : 回り込みキャンセラ30内で生じる移相量 [rad]
d]

を帰還ループとして図5のモデルに付加したモデルを考*

$$H_{12}(\omega) = H_0(\omega) / [1 - H_{10}(\omega) H_{12}(\omega) - H_{11}(\omega) H_0(\omega)] \quad \dots (5)$$

で表すことができる。回り込み成分をキャンセルするに

は、この伝達関数 $H_{12}(\omega)$ が伝達関数 $H_0(\omega)$ の実

※定倍数になるように、即ち

$$H_{12}(\omega) = -K \cdot H_{10}(\omega) \cdot H_0(\omega) \quad \dots (6)$$

但し、K: 実定数となるように、回り込みキャンセラ30の伝達関数 $H_{12}(\omega)$ を適応制御すればよい。ここ ★

$$H_{12}(\omega) = -K \cdot e \cdot \exp(-j(\omega \tau a_1 + \theta a_1)) \quad \dots (7)$$

但し、 a_1 : 送信機20の利得 τa_1 : 送信機20内で生じる
じる遅延時間 [sec] θa_1 : 送信機20内で生じる

移相量 [rad] で表すこととする。式(6)に示した☆

$$y = K \cdot a_1 \cdot \beta, \quad \tau y = \tau a_1 + \theta \beta, \quad \theta y = \theta a_1 + \theta \beta + \pi [rad] \quad \dots$$

(8) となる。

【0041】利得 y は、AGC回路325の利得や可変減衰器323における減衰率Aで定まる。遅延時間 τy は、AGC回路325等で発生する遅延や可変遅延回路321で発生させる遅延時間 τ で定まる。位相差 θy は、AGC回路325等で発生する移相量や可変移相器322で発生させる移相量 θ で定まる。更に、利得 a_1 、遅延時間 τa_1 及び移相量 θa_1 は、概ね定数である (AGC回路21の利得変化分やこれに伴う移相量の変化等を除く)。そこで、本実施形態では、カブラ31によって分岐した受信信号を遅延、移相及び減衰させることによりキャンセル信号を発生させる際、最適なキャンセル信号を生成するために、カブラ31によって分岐した受信信号を周波数解析部326がFFT (高速フーリエ変換) 等の処理により周波数軸上で解析して主波占有域内におけるリップル波形を検出し (第1段のFFT)、そのリップル波形を時間波形と見なして演算制御部324が更にフーリエ変換して (第2段のFFT) 回り込み成分の遅延時間 $\tau \beta$ 等に関する情報を取り出している。更に、その結果に基づき、演算制御部324は可変遅延回路321における遅延時間 τ 、可変移相器322における移相量 θ 及び可変減衰器323における減衰率Aを制御し、それによって、キャンセルすべき回り込み成分と同遅延時間及び同振幅で該当回り込み波に対して逆位相のキャンセル信号を発生させる。そして、これを周波数変換の上カブラ34にて受信信号に結合させることにより、回り込み波の影響即ちリップル波形を消去乃至抑止している (図13)。

【0042】この原理は、図15に示す送信出力計測結果にて裏付けられている。この図は、1波回り込み、D/U比=10dBの状態で、上述の原理に基づきかつ後述の手順に従い回り込みキャンセラ30を動作させ、送信出力を計測した結果を表している。一見して明らかとなり、図4に示したものと同様、リップル波形がほとん

どある (図14)。このモデル全体の伝達関数 $H_{12}(\omega)$ は、次の式

【数5】

ど存在しない特性であり、回り込みの影響が抑えられていることがわかる。

【0043】(3) 事前処理: テーブル作成
上述の原理に基づき回り込み波をキャンセルするため、本実施形態では、事前に、回り込み状態とリップル波形のFFT結果とを対応付けるテーブルを作成する。このテーブルを作成する際には、アンテナ26からアンテナ11への回り込みを電磁遮蔽や回路遮断等の手法で遮っておき、その状態で、回り込みキャンセラ30をいわば擬似回り込み波源として使用する。

【0044】具体的には、まず、演算制御部324にて発生させる制御量の任意の組合せ (τ, θ, A) に基づき、可変遅延回路321、可変移相器322及び可変減衰器323を制御する。その結果キャンセル信号生成回路32から出力される信号は、ミキサ33により周波数変換された上で、カブラ34にて受信信号に結合される。このとき受信信号に結合される信号は、回り込み波が無線伝送路上で遅延、移相及び減衰を受けるのと同様、回り込みキャンセラ30内で遅延、移相及び減衰を受けているから、主波に対し回り込み波と同質の干渉作用を及ぼす。従って、受信機10のFOUT端子から出力される信号には、回り込みが発生しておりかつ回り込みキャンセラ30の動作が停止しているときと同様、リップル波形が現れる。

【0045】このリップル波形を、キャンセル信号生成回路32内の周波数解析部326にて取り出し、演算制御部324にてFFTを施すことにより、キャンセル信号の希望波への干渉状況に関する情報が得られる。これと同様に干渉状況をもたらすであろう回り込み波が回り込みに係る無線伝送路上で受けている遅延、移相及び減衰の量 $(\tau \beta, \theta \beta, \theta \beta)$ は、制御量の組合せ (τ, θ, A) と対応付けることができる。

【0046】但し、回り込みキャンセラ30への入力信

号が送信機20を経ていないのに対し、回り込み成分は送信機20から送信された信号である。また、回り込みキャンセラ30内には、可変延回路321、可変移相器322及び可変減衰器323以外にも、遅延、移相或いは振幅変化をもたらす回路（A G C回路325等）がある。従って、 $(\tau \beta, 0 \beta, \beta)$ と $(\tau, 0, \Lambda)$ は、対応関係は成り立つても、一般に一致しないことに留意されたい。また、この対応関係もA G C回路21及び325の動作によって崩れる。本実施形態においては、テーブル作成中に受信レベル変化等が生じその結果上記対応関係が崩れそうになったときや、後に説明するように、実使用中に受信レベル変化等が生じたため上記対応関係が崩れそうになったときに、それを補償するための処理を実行する。この処理については、後に、テーブル更新処理として説明する。

【0047】本実施形態におけるテーブル作成は、上述した組合せ $(\tau, 0, \Lambda)$ を必要範囲に亘り網羅的に変え、組合せ $(\tau, 0, \Lambda)$ 毎にリブル波形の取り出し及びそのリブル波形のF F Tを行い、その結果得られた情報を組合せ $(\tau, 0, \Lambda)$ と逐次対応付けることにより行われる。その結果得られるテーブルは、図16(a)に示す如き内容であり、図16(b)に示すように、遅延時間 τ 、移相量0、減衰率 Λ の各軸により定義される三次元空間の微小領域に、リブル波形のF F T結果を対応付けるものである。従って、回り込みキャンセラ30を実使用しているときに得られるリブル波形のF F T結果を以て、このテーブルを参照することにより、遅延時間 τ 、移相量0及び減衰率 Λ の制御目標を導出することができる。なお、キャンセル信号は回り込みに係る成分に対して逆位相でなくてはならないから、テーブル作成の際に用いた位相差乃至移相量0については、テーブル作成・記憶に際して位相反転するか、でなければテーブル参照に際して位相反転する必要がある。

【0048】また、主波に対する回り込み波の遅延時間、位相差及び振幅比が互いに独立に定まるような伝送路にて回り込みが発生している場合、移相量0及び減衰率 Λ を固定して遅延時間 τ を変化させたときのリブル波形のF F T結果の変化、遅延時間 τ 及び減衰率 Λ を固定して移相量0を変化させたときのリブル波形のF F T結果の変化、並びに遅延時間 τ 及び移相量0を固定して減衰率 Λ を変化させたときのリブル波形のF F T結果の変化を、互いに重ね合わせることができる。従って、図16(a)に示したテーブル即ち組合せ $(\tau, 0, \Lambda)$ 毎にリブル波形のF F T結果を対応付けるテーブルは、必ずしも必要でない。例えば、図17に示すように、遅延時間 τ のみを変数として作成した部分テーブル、移相量0のみを変数として作成した部分テーブル、並びに減衰率 Λ のみを変数として作成した部分テーブルという3種類の部分テーブルから構成されるテーブルを、作成・記憶・使用するようにしててもよい。実使用に際しては、F

F T結果に最も近いスペクトルが現れる変数値を、各部分テーブルから1個又は少數個ずつ選び、選んだ変数値に基づき組合せ $(\tau, 0, \Lambda)$ を導出する。

【0049】遅延時間 τ 、移相量0、減衰率 Λ を、各n通りに亘り変化させて回り込みを模擬する場合、図16(a)に示すテーブルを作成するには合計 n^3 通りの組合せ $(\tau, 0, \Lambda)$ それぞれについてリブル波形のF F T結果の収集等を行わねばならない。これに対し、図17に示すテーブルを作成するには $3 \times n$ 回の情報収集でよい。従って、図17に示すテーブルを用いるメリットは、テーブル作成のための時間が短くて済むこと、作成したテーブルを記憶しておくための記憶領域が小さくて済むこと等である。反面、図17のテーブルを使用した場合実使用時に各部分テーブルから得た情報を組み合わせ又は結合させる処理を実行しなければならないから、図16(a)に示したテーブルを作成記憶し利用する方が、実使用時の動作が高速になり、回り込みの状況の変化に対し回り込みキャンセラ30が迅速に応答できる。

【0050】(4) 実使用時の動作：初期制御
20 図18に、実使用におけるキャンセル信号生成回路32特に周波数解析部326及び演算制御部324の動作手順を示す。この手順は、上述したテーブル作成が行われかねるかテーブル作成のための遮蔽状態が解除された上で、起動される。

【0051】起動直後は、まず、減衰率 Λ が十分大きくなるよう（実質的に無限大とみなせるよう）演算制御部324が可変減衰器323を制御する、カブラ31からカブラ34に到る受信信号乃至キャンセル信号伝送路上にスイッチを設けこれを手動又は自動操作で開放する、等の方法で、回り込みキャンセラ30にてR Fの受信信号にキャンセル信号等が結合されない状態を作り出す。

(100)。この状態即ち回り込みキャンセラ30のキャンセル動作がオフしている状態では、回り込みキャンセラ30の動作の影響なしに、回り込み波の影響を検出できる。

【0052】この状態で、キャンセル信号生成回路32は検出サブルーチンを実行する（101）。検出サブルーチンは、回り込み等の影響により主波占有帯域内に現れるリブル波形を検出しF F Tを行うルーチンである。その内容については後に図19を用いて説明する。

【0053】演算制御部324は、検出サブルーチンの実行により得られた情報を以て、作成済の前述のテーブルを参照することにより、遅延時間 τ 、移相量0及び減衰率 Λ の制御目標を決定する（102）。このとき、先に述べたようにテーブルの作成及び記憶の際に位相反転が施されていないのであれば位相反転処理を行い、既に施されているのであれば行わない。演算制御部324は、このようにして得られた制御目標が実現されるよう、可変延回路321、可変移相器322及び可変減衰器323を制御する（103）。

【0054】(5) 実使用時の動作：初期制御終了後このようにして回り込みキャンセラ30によるキャンセル信号生成及び受信信号への結合処理がオンした後は、ステップ104～106の動作が繰り返し実行される。ステップ104は検出サブルーチンを実行するステップであり、このステップの実行によって、回り込み波の影響とキャンセル信号の影響の双方を反映したFFT結果が得られる。

【0055】ここに、前回ステップ103又は106を実行してから現在までの間に回り込みの状況が何ら変化していないのであれば、キャンセル信号による回り込み成分キャンセル作用が働いた結果として、受信信号には回り込み波の影響もキャンセル信号の影響も現れない。しかし、実際には、回り込み波の発生状況は無線伝送路の環境変化等により逐次変化するため、遅延時間 τ 、移相量 θ 及び減衰率 A はいずれ回り込み成分の実態に見合はない値になる。そこで、ステップ105では、演算制御部324が、前回ステップ102又は106にて決定した制御目標から、その制御目標に従い生成されたキャンセル信号による希望波への干渉に関する情報を、作成する。演算制御部324は、この情報に基づきキャンセル信号による干渉の影響を、ステップ104で検出されたスペクトル情報をから除去することにより、回り込み波により生じた干渉に関するFFT結果を得る。

【0056】演算制御部324は、ステップ105にて得た情報を以て、前述のテーブルを参照し、その結果に基づき遅延時間 τ 、移相量 θ 及び減衰率 A を制御する(106)。キャンセル信号の影響を除去した後のFFT結果に基づき遅延時間 τ 、移相量 θ 及び減衰率 A を制御しているため、本実施形態に係る回り込みキャンセラ30は、回り込みの状況の変化に対し自動的にまた迅速に追随することができる。

【0057】(6) 検出サブルーチン

ステップ101及び104で実行される検出サブルーチンでは、図19に示されるように、まず、周波数分析部326によるリップル波形の検出と(200)、AGC回路325における制御電圧の演算制御部324への入力が(201)、実行される。演算制御部324にAGC回路325の制御電圧を入力するのは、送信機20内のAGC回路21の動作による回り込み状況の変化に追随できるようにするためである。

【0058】送信機20内のAGC回路21は、アンテナ26から常に定格送信レベルでの無線送信を行えるようにするための回路である。例えば、アンテナ11により受信される信号のレベルが低下したときには、AGC回路21はこの低下分を検出し、利得調整能力上可能な限りにおいて自身の利得を増大させ、後段の回路に供給する送信信号のレベルを一定に保つ。しかし、このような利得制御が行われると、回り込みに係るD/U比が変化する。例えば、主波が弱まった結果受信レベルが10

D B低下すると、AGC回路21は自身の利得を10dB増大させ、それによって従前の送信レベルを維持させる。送信レベルを維持されることで、アンテナ11における回り込み波の受信レベルも維持される。従って、主波が10dB弱まつたのに回り込み波が以前のままでなるから、回り込みに係るD/U比が10dB低下することとなる。

【0059】AGC回路21の動作に伴うD/U比の変化に対応するには、この変化を検出する必要がある。ここに、回り込みキャンセラ30の入力段にAGC回路325を設けておけば、AGC回路325における制御電圧の値の変化即ちAGC回路325の利得の変化から、回り込みに係るD/U比の変化を検出できる。演算制御部324は、ステップ201にて入力したAGC回路325の制御電圧値から、回り込みに係るD/U比の変化分又は主波受信レベルの変化分を算出し(202)、その結果に基づき、当該変化分を補償する方向に事前作成されているテーブルの内容を修正・更新する(203)。

【0060】更に、AGC回路325における制御電圧が当該AGC回路325への入力レベルに応じて生成されていること、即ち制御電圧の生成に受信信号中の回り込み成分が影響していることを考慮すると、AGC回路325における制御電圧の値の変化から回り込みに係るD/U比の変化を検出するに際して、回り込み成分の影響を制御電圧から除去・補償するための処理を実行するのが望ましい。即ち、回り込みキャンセラ30の動作により回り込み成分が十分キャンセルされている状態であれば問題ないが、十分といえるほどにはキャンセルされていない状態では、AGC回路325における制御電圧は回り込み成分(リップル波形)の影響を受けている。そのため、AGC回路325における制御電圧の変化を以てそのままD/U比変化又は主波の受信レベル変化と見なすのは、キャンセル信号のAGC回路325における入力レベル抑圧量即ち制御電圧は、真の受波受信レベルに対する入力レベルの差と、回り込み量とで決まっているため、生成動作の制御に誤差が生じる。この誤差を解消・低減するには、例えば図20に示されるように、まず主波占有帯域内の信号(リップル波形を含む)を積分・平滑することにより、回り込み量を検出する。その結果をAGC回路325の制御電圧から減じた結果に基づき、回り込み成分の寄与分が打ち消されるよう、ステップ203における更新処理を実行する。但し、主波への回り込み成分の干渉を受信レベル又はこれに換算可能な形で算出又は評価できる方法が他にもあるのであれば、それを用いてもよい。

【0061】また、先にも述べたが、AGC回路21及び325の特性、特に利得変化に伴う移相量の変化を互いに等しくしておく方がよい。但し、そうしない場合であっても、AGC回路21及び325の特性が既知であ

れば、利得変化に伴う移相量の変化の相違分を計算で求め、その結果に基づき可変移相器322に対する制御信号の値を調整することで、両AGC回路21及び325の特性差に対応できる。また、AGC回路325に代えて、カプラ31から可変遅延回路321等への入力レベルを検出する検波回路等を用いることも可能である。

【0062】演算制御部324は、他方で、ステップ200にて周波数解析部326により取り出されたリップル波形に、ハニング(Hanning)窓処理(204)及びFFT(205)を施す。このFFTは、先に図7～図12*10【数9】

$$w(n) = 1/2 \cdot (1 - \cos(2\pi n/(N-1))) \quad (0 \leq n \leq N-1) \\ = 0 \quad (\text{それ以外の } n) \quad \dots (9)$$

但し、n:サンプル番号

N:自然数

$$W(\omega) = 1/2 \cdot \sin(\omega N/2) / \sin(\omega/2) \\ + 1/4 \cdot [\sin(\omega N/2 - N\pi/(N-1)) \\ / \sin(\omega/2 - \pi/(N-1)) \\ + \sin(\omega N/2 - N\pi/(N-1)) \\ / \sin(\omega/2 - \pi/(N-1))] \quad \dots (10)$$

を、主波に対する回り込み成分の遅延時間の正確かつ精細な検出に、利用している。

【0063】ここに、ステップ200でリップル波形を検出する際のサンプル点数が十分に多ければ、FFTによって、希望波に対する回り込み成分の遅延時間(図7～図9で言えば横軸上の位置)を、比較的正確にかつ高い分解能で求めることができる。しかし、サンプル点数が少ないと、FFT結果では、真の遅延時間以外の位置にも回り込み成分が現れてしまう。そこで、本実施形態では、窓関数処理に使用する窓関数(ここではハニング窓関数)の周波数応答を、各ピークを包絡するようFFT結果にハニング窓関数の周波数応答を当てはめ、その周波数応答のピークの位置を求ることにより、回り込み成分の遅延時間を推定している。ステップ205では、この原理に基づく処理も行う。なお、ハニング窓以外の窓例えばハミング窓等を用いてもよい。

【0064】(7) 対比及び効果

本願出願人が先に提出した特願平9-264743号では、送信機出力から受信機入力への帰還回路を備えた中継放送機を開示している。特に、第4実施形態として開示されている中継放送機で実行している回り込みキャンセル方法は、本願出願人が特願平10-281714号にて開示した中継放送機に、一部変形の上で応用することができる。その方法は、受信信号の周波数スペクトル分布を検出し、検出した周波数スペクトル分布に現れる規則性から、主波に対する回り込み波の遅延時間、位相差及び振幅比を求める、というものである。より詳細には、遅延時間、移相量及び減衰率という三種類の制御量のうち、移相量及び減衰率を漸増／漸減させてい

40

く、という手法である。受信信号の周波数スペクトル分布には先にリップル波形として説明したように規則性があるから、この方法は実施可能である。また、移相量及び減衰率を漸増／漸減させていくようとしているため、理論的に予想される主波の周波数スペクトル分布と実際の主波の周波数スペクトル分布との間に差(誤差)があるても、また中継放送機が回り込みにより発振状態に到つていても、回り込み成分をキャンセルした発振状態から脱出せることができる。反面、制御を開始してから移相量及び減衰率が適正な値即ち回り込み成分を十分キャンセルできる値に落ち着くまでに、漸増／漸減を繰り返すため、時間がかかる。

【0065】これに対し、本願で説明した実施形態においては、まず回り込みキャンセル30を回り込みシミュレータとして用いて、リップル波形のFFT結果対制御量の関係を直接又は間接的に与えるテーブルを作成し、しかる後、主波占有域内におけるリップル波形にFFTを施しその結果によりこのテーブルを参照して、遅延時間t、移相量θ及び減衰率Aという制御諸量を決定している。そのため、漸増／漸減制御を行う必要がなく、回り込み成分を好適にキャンセル可能なキャンセル信号を、迅速に生成できる。また、理論的に予想される主波の周波数スペクトル分布と実際の主波の周波数スペクトル分布との間に差(誤差)があっても、また中継放送機が回り込みにより発振状態に到つていても、回り込み成分をキャンセルした発振状態から脱出せることができる。回り込みキャンセル30の実現に必要な回路及びソフトウェアは、簡素なもので足り、低コストでの実施が可能である。

*を用いて説明したように、リップル波形を時間波形と見なしてフーリエ変換する処理である。それに先立つハニング窓処理はリップル波形に係る信号を有限時間で打切る処理の一種であり、その窓関数としてハニング関数を用いるものである。ハニング関数及びこれを窓関数として用いた打切り処理それ自体は、FFT等の処理を行う技術分野では、從来から周知のものである。本実施形態では、単なるハニング窓処理を行うにとどまつてはおらず、ハニング関数

【0066】また、上述した実施形態においては、リップル波形のFFT結果からキャンセル信号の影響により生じたものを除去し、残りを回り込み成分の影響により生じたものと見なし、制御量たる遅延時間 τ 、移相量 θ 及び減衰率 A の値を決定している。従って、主波に対する回り込み成分の遅延時間、位相差及び振幅比に時間変化が生じた場合でも、これに対処し遅延時間 τ 、移相量 θ 及び減衰率 A をより正確かつ適切な値に更新できる。これは、回り込みの状況の変化に対する迅速な追従という効果をもたらすものであり、また、テーブルの事前作成及びその利用による応答性の向上と相俟って、特願平9-264743号中の第4実施形態に比べて正確なキャンセル、という効果をもたらしている。更に、キャンセル信号の影響を除去して回り込み成分の影響を検出するという方法は、前回決定した遅延時間 τ 、移相量 θ 及び減衰率 A に多少の誤差や不正確さがあった場合でもこれを早期に克服できる、というメリットにもつながる。即ち、本実施形態に係る回り込みキャンセル30は、特願平9-264743号中の第4実施形態のそれに比べて、動作精度が低い（しかし安価な）部材にて実現できる。

【0067】更に、テーブルの事前作成及びその利用との関連では、既に説明したとおり、テーブル構成の工夫¹⁰

$$H_{\text{E}}(\omega) = (1 + H_{\text{E}}(\omega)) H_{\text{E}}(\omega) \quad \cdots (11)$$

と表すことができる。この式中、 $H_{\text{E}}(\omega)$ はマルチパスの伝達関数であり、次の式

$$H_{\text{E}}(\omega) = \delta \cdot e \cdot \exp(-j(\omega \tau \delta + \theta)) \quad \cdots (12)$$

但し、 δ ：マルチパス利得（損失）

$\tau \delta$ ：主波に対するマルチパス波の遅延時間 [sec]

$\theta \delta$ ：主波に対するマルチパス波の位相差 [rad] で表すことができる。

【0069】このモデルに更に回り込みキャンセル30

を付加すると、図22に示されるモデルとなる。このモ¹¹

$$\begin{aligned} H_{\text{E}}(\omega) &= (1 + H_{\text{E}}(\omega)) H_{\text{E}}(\omega) / (1 - H_{\text{E}}(\omega) H_{\text{E}}(\omega)) \\ &= H_{\text{E}}(\omega) / (1 - H_{\text{E}}(\omega) H_{\text{E}}(\omega)) \\ &\quad + H_{\text{E}}(\omega) H_{\text{E}}(\omega) / (1 - H_{\text{E}}(\omega) H_{\text{E}}(\omega)) \quad \cdots (13) \end{aligned}$$

となる。

【0070】式(13)の右辺第1項と、式(3)は、同一の形式を有している。従って、回り込み波ではなくマルチパス波が到来している状態で回り込みキャンセル30を動作させると、受信信号には、あたかも回り込み波が到来しているかのように、リルル波形が現れる。従って、図18及び図19に示した手順を実行することにより、受信信号中のマルチパス成分をキャンセルすることができる。

【0071】また、回り込み及びマルチパスは同時に発生

$$\begin{aligned} H_{\text{E}}(\omega) &= (1 + \sum H_{\text{E}}(\omega)) H_{\text{E}}(\omega) \\ &\quad / (1 - H_{\text{E}}(\omega) H_{\text{E}}(\omega) - \sum H_{\text{E}}(\omega) H_{\text{E}}(\omega)) \quad \cdots (14) \end{aligned}$$

*による処理の高速化又はテーブル作成時間の短縮及び記憶容量の節約等の効果が得られる。これらの効果は、特願平9-264743号では得られない。また、送信機20中のAGC回路21に対応して回り込みキャンセル30内にAGC回路325を設けその制御電圧を利用することによりキャンセル信号の制御をD/U比の変動に迅速に追従させることができる、という効果や、AGC回路325の特性をAGC回路21のそれと一致させることにより移相量 θ の制御を簡素化できる、という効果¹⁰や、AGC回路325の制御電圧から回り込み成分の寄与を除去してキャンセル信号生成制御に使用することにより更に正確なキャンセルを実現できる、という効果や、ハニング窓の周波数応答を利用した遅延時間推定による遅延時間 τ の制御の正確化についても、特願平9-264743号では実現されていない。

【0068】更に、上述した実施形態で回り込みキャンセル30として設けられている回路は、マルチパスキャンセルとしても使用できる。まず、回り込みキャンセル30が動作しておらずかつマルチパスが発生している状態は、図21に示すモデルにより表すことができる。このモデル全体の伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ は、次の式

【数11】

★マルチパス利得（損失）
★マルチパスの伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ は、式(11)中の伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ を受信機10、送信機20及び回り込み30キャンセル30の系の合成伝達関数に置き換えたものであるから、

【数12】

☆生することがあり、またいすれも複数波になることがある。従って、回り込み及びマルチパスの発生は、より一般的には、図23に示すような形のモデルで表現できる。このモデル全体の伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ は、式(5)に示した回り込み時の伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ に $1 + H_{\text{E}}(\omega)$ を乗じ、更に回り込みの伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ 及びマルチパスの伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ をそれぞれ複数波にした次の式

【数13】

☆生することがあり、またいすれも複数波になることがある。従って、回り込み及びマルチパスの発生は、より一般的には、図23に示すような形のモデルで表現できる。このモデル全体の伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ は、式(5)に示した回り込み時の伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ に $1 + H_{\text{E}}(\omega)$ を乗じ、更に回り込みの伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ 及びマルチパスの伝達関数 $H_{\text{E}}(\omega)$ をそれぞれ複数波にした次の式

【数14】

但し、 $H_i(\omega)$: i 番目の回り込み伝送路の伝達関数
 $H_{i+}(\omega)$: i 番目のマルチバス伝送路の伝達関数
 Σ : i についての総和
 $i : 0$ 以上の整数

で表すことができる。上述の実施形態は、この状況においても有効である。

【0072】このように、同一の回路構成及び制御手順の下に回り込み成分もマルチバス成分もキャンセルできる点は、上述の実施形態の大きな長所である。仮に、回り込み成分をキャンセルするための回路或いはソフトウェアと、マルチバス成分をキャンセルするための回路或いはソフトウェアとを、別々に準備・実装しなければならないとすると、中継放送機の構成が大きくなるし、従ってその開発製造コストや部品コストも増大する。本実施形態では、回り込みキャンセル30として示した1個の回路及びそのソフトウェアを以て、回り込み成分もマルチバス成分もキャンセル可能であるため、中継放送機を小形にしその価格を抑えることができる。

【0073】更に、上述の実施形態では、受信機10のIF OUT端子からの出力を一部分岐し回り込みキャンセル30にて処理した上で受信機10のRF IN端子に戻している。しかし、本発明は、回り込みキャンセル30をこのような形で使用する例には、限定されない。本発明は、IIR型の回路配置であれば、好適に実施できる。ここでいうIIR型の回路配置とは、受信機10及び送信機20を構成するいずれかの回路の出力の一部を取り出し、回り込みキャンセル30がそれに基づきキャンセル信号を生成し、このキャンセル信号をより前段の回路への入力に結合させる回路構成を指す。その種の回路構成では、その回り込みキャンセル30を回り込みシミュレータとして用いてテーブルを作成し、作成したテーブルを利用して回り込み成分及びマルチバス成分をキャンセルすることができる。但し、回り込みキャンセル30への入力をどこから取り込み回り込みキャンセル30の出力をどこへ帰還させるかにより、伝達関数の式の細部は、顧客にて実施形態との関連で述べたものとは、異なるものになる。

【0074】また、FIR型の回路配置、即ちIIR型とは逆にアンテナ11寄りの点からアンテナ26寄りの点へ信号を送る回路配置では、マルチバスをキャンセルする際に高次成分が残存するため、IIR型の方がキャンセル性能上有利である。例えば、特開平7-23584号公報においては、遅延波を含む入力信号に2段FFT処理を施して、擬似的な遅延波成分を生成し、これを入力信号と結合させている。しかしながら、FIR型の回路構成であるため、入力信号中に含まれている遅延波成分にも遅延やレベル修正が施されてしまい、従って遅延波を完全にキャンセルすることは原理上不可能である。本発明をIIR型の回路として実現する場合、このような問題点は生じない。また、本発明をFIR型の回

路として実現する場合、信号分岐点の位置(図2で言えばカプラ31の位置)を信号結合点の位置(同じくカプラ34の位置)より受信アンテナ11寄り(上流)におき、更に、キャンセラ出力と結合された後の受信信号からリップル波形を検出するよう、図2で言えばカプラ327に相当する部材を配置する。即ち、キャンセラ出力が受信信号に干渉することにより生じるリップル波形を検出できるような配置、言い換えれば事前処理等を実行できる配置とする。特開平7-23584号公報では、検出点が信号分岐点及び信号結合点よりも受信アンテナ寄りにあるから、本発明のFIR型実施形態は特開平7-23584号公報に記載の構成とは異なる構成となる。この相違が、本発明の特徴の一つである事前処理(テーブル作成)と関連する相違である点に、留意されたい。

【0075】また、本発明に代わる発想としては、パイロット信号を用いて回り込みやマルチバスの状況を検出する方法もあり得る。例えば、予め、パイロット信号を主波に挿入しておき、中継放送機では、このパイロット信号が挿入されている放送波(主波)を受信する。中継放送機では、受信後送信に先立ち受信信号を復調することによって、パイロット信号を検出する。回り込みやマルチバスが生じていれば、本来の位置以外でもパイロット信号を検出でき、その結果から、回り込みやマルチバスの発生状況を知ることができるはずである。しかし、この方法を実行するには復調器を設けねばならないため、中継放送機の回路構成が大きくなったりそれに伴い価格も上昇する。更に、パイロット信号の検出及びその結果に基づくキャンセル信号の生成動作が、放送波の信号構成に依存することとなるため、汎用性が低下する。本発明例では前述した実施形態では、こういった問題点は生じない。

【0076】同じく、本発明に代わる発想としては、中継放送機内で(例えばIF段の回路で)パイロット信号を付加し、受信信号中に現れるパイロット信号即ち回り込んだパイロット信号を検出する、という方法でも、回り込みの状況を検出することができるはずである。受信した放送波を復調せずにパイロット信号を付加するようすれば、主波にパイロット信号を挿入しておく方法にて生ずるような問題点は、発生しない。しかし、この方法では、パイロット信号が付加された放送波が中継放送機から送信されてしまうため、これを受信する他の中継放送機、視聴者装置等で放送波を正常に復調できなくなる可能性がある。本発明例では前述した実施形態では、そのような心配はない。

【0077】本発明の実施に際し、回り込みキャンセル30は、受信機10側に設置することも(図1参照)、送信機20側に設置することも(図24参照)、送信機20・受信機10間に設置することも、可能である。図24に示すように送信機20側に設置し、送信機20か

ら入力した信号に基づきキャンセル用の信号を発生させることのようにした方が、送受信分離配置に際して便利である。ここでいう送受信分離配置とは、D/U比を向上させる等の目的で、受信アンテナ11と受信機10と、送信アンテナ26や送信機20を別々の場所に設け、受信アンテナ11と送信アンテナ26の間の距離を取ることである。送受信分離配置にたっては、送信機20内に設けられている増幅器特に増幅器24は電力増幅のため大電力を消費することから、図示しない電源回路は送信機20に近接して配置し、受信機10への電力供給はIFケーブル等にて行うようになることが望ましく、送信動作を監視する各種の監視装置も送信機20に近接して配置するのが望ましいことから、回り込みキャンセラ30についても送信機20側に配置することとすれば、送信アンテナ26近傍に配置される装置の収納等の面で、便利である。

【0078】図24に示した装置構成は、図1及び図2に示した装置構成に比べて、その他にもいくつかの相違点を有している。まず、図24においては、AGC回路21の出力がSAWフィルタ27及び増幅器28を経てミキサ22に入力されており、カプラ31A及び34はそれぞれミキサ22への入力端及びAGC回路34からの出力端に設けられている。従って、カプラ31Aにより分岐され周波数解析部326及び可変遅延回路321に入力される信号も、可変減衰器323から出力されAGC回路21の出力に挿入される信号も、中間周波数の信号である。従って、回り込みキャンセラ30内の処理を全て中間周波数で行うことができ、回り込みキャンセラ30の回路構成が簡素となると共に、回り込みキャンセラ30に対して局部発振信号を供給する必要もなくなる。なお、図24中の局部発振器40R及び40Tはそれぞれ受信機10又は送信機20に対応して設けられ、同期信号SYNCを基準として同期して、ダウコンバート用又はアップコンバート用の局部発振信号を発生させる。また、図中、周波数解析部326及び演算制御部324を1個のブロックにまとめて描いている。

【0079】更に、図24においては、AGC回路21を経た信号が回り込みキャンセラ30中の周波数解析部326及び可変遅延回路321に入力されている。従って、図2に示した回路にて設けられていたAGC回路325を設けるまでもなく、送信機20から出力される信号と、回り込みキャンセラ30から出力される信号の双方に、AGC回路21における利得の変動やそれに伴う移相量の変化が反映されることとなる。即ち、AGC回路325を無くすことができ、回路構成がより簡素になる。また、AGC回路325を廃止したことに伴い、AGC回路21における利得の制御電圧をA/D変換器328を介して演算制御部324に入力するようになっている。これによって、図2に示した回路と同様、回り込み等によるD/U比の変化に追随できる。加えて、図1及

び図2に示した構成ではカプラ31、34及び327の3個使用しているが、図24に示した構成ではカプラは31A及び34の2個でよい。このように、図24に示した構成は、送受信分離型に適していること、小型化に適していること等の点で、図1及び図2に示した構成に対して有利である。

【0080】また、図1及び図2に示した構成においても、図24に示した構成においても、送信機20内にAGC回路21を設けている。AGC回路21は、既に述べたように、受信信号のレベルが変化してもできるだけ送信信号のレベルが変化しないようにその利得が自動制御される増幅器である。従って、放送停止等により受信信号が急に途絶えた場合、AGC回路21の利得が急に増大し、D/U比の劣化、顕著な場合には回り込みループの発振が生じてしまう。この発振を停止させるには、回り込みに係るループが発振していることを検知する手段及びこの検知に応じて当該ループ上のいずれかの箇所で信号伝送を遮断する手段を、設ければよい。図1及び図2或は図24に示した構成には、(t, θ, A)の制御を行うために、受信信号の周波数対振幅特性に現れる特徴(遅延波の影響によるリップ波形等)を検知する機能が設けられているため、回り込みに係るループが発振していることを検知する方法としては、この機能を利用することが考えられる。具体的には、上述の原因により回り込みループが発振しているときの受信信号の周波数スペクトルはリップ波形ではなくインパルスというべき波形となっており、この波形をFFTし更に希望波の占有周波数帯域全体に亘り積分することにより得られる値は、発振していないときのそれに比べて高くなる。そこで、図25に示すように、当該積分値を所定値と比較し前者が後者を上回ったときに“発振”と判定する監視部330を、演算制御部324内等に設ける。更に、検知に応じて信号伝送を遮断する手段としては、監視部330における“発振”との判定に応じて信号伝送を遮断するリレー35等を、受信アンテナ11から送信アンテナ26に至る中継装置内のいずれかの箇所に設ける。リレー35による信号伝送の遮断は瞬時に行うことができ、またその遮断により回り込みが立ち止めるため上述の原因による発振は直ちに停止される。なお、図25は、図24に示した構成を前提として描いた図であるが、同様の機能を図1及び図2に示した構成に設けることも可能である。

【0081】更に、図3等を用いて行った先の説明は、地上波デジタルテレビジョン放送の周波数チャネル1個についてのものである。地上波デジタルテレビジョン放送波の中継に際しては、例えば、周波数チャネル毎に、受信機10、送信機20及び回り込みキャンセラ30を設ける。この場合に、周波数チャネル1個の帯域幅が5.6MHzであることから、FFTにより遅延時間等を検出する際の分解能は、最良で1/5.6MHz =

1.79 ns である。しかし、21ch~28ch という合計 8 個の相隣接した周波数チャネルを例として図 26 に示されているように、周波数チャネルと周波数チャネルの間のセパレーション帯域を挟んでいるものの、正規化周波数 = 0 ~ 1024 の帯域即ち 8 チャネル分の帯域全体に亘って、ほぼ連続したリブル波形が現れる。従って、周波数チャネル毎に行なった周波数解析の結果を周波数軸上における各周波数チャネルの配置に従って合成し、その結果得られた波形を FFT の対象とすることにより、図 26 に示した例では 8 チャネル分の(一般的には n チャネル分 (n : 2 以上の自然数) の) 周波数帯域をあたかも 1 個の周波数チャネルであるかのように扱い、遅延時間等の検知分解能を高めることができる。地上波デジタルテレビジョン放送では各周波数チャネルが 400 kHz のセパレーション帯域を含めて 5.6 MHz + 400 kHz = 6 MHz の帯域幅を有しているため、図 26 に示した 8 チャネル全体ではほぼ $6 \times 8 = 48$ MHz の帯域を占有することになり、従って遅延時間等の検知分解能は $1/48$ MHz = 20.8 ns まで改善される。即ち、複雑な空間伝搬を介する遅延波の影響を精度よくキャンセルすることが可能になる。特に、遅延波が 2 波以上到来しておりその時間間隔が短い場合にも、遅延波の影響を好適にキャンセルできる。

【0082】 なお、この種の処理を実現するには、例えば、図 27 及び図 28 に示されるように、各回り込みキャンセラ 30 中の演算制御部 324 の機能及び上述の合成処理に関する機能を有する演算制御部 50 を設ける。図中、各部材に付されている添え字 1, 2, … には周波数チャネルに対応している。また、通常、セパレーション帯域は周波数帯域に比べて狭い帯域であることから、合成・FFT 面に際して無視することもできる。必要であれば、セパレーション帯域に属する部分の波形を補う補間を行うことにより、FFT 結果に現れるノイズが減少する。同様の議論は、一部の周波数チャネルを使用していない場合にも適用できる(例えば、21ch~23ch 及び 25ch~28ch を使用しているが、24ch を使用していない場合)。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施形態に係る中継放送機の構成を示すブロック図である。

【図 2】 この実施形態における回り込みキャンセラの構成を示すブロック図である。

【図 3】 D/U 比 = 10 dB で回り込みが発生しているときに、受信信号の周波数対振幅特性を測定した結果を示す図である。

【図 4】 D/U 比 = 無限大即ち回り込みが発生していないときに、受信信号の周波数対振幅特性を測定した結果を示す図である。

【図 5】 中継放送機の送信側から受信側への回り込みモデルを示す図である。

【図 6】 D/U 比 = 6 dB で 1 波回り込みが生じたと仮定し、主波に対する回り込み波の位相差を 3 通りに変化させて、算出した主波占有帯域における周波数対振幅特性を示す図である。

【図 7】 図 6 に示した特性に現れているリブル波形特に位相差が 0 [deg] の場合の波形を高速フーリエ変換して得られる遅延時間対振幅特性を示す図である。

【図 8】 図 6 に示した特性に現れているリブル波形特に位相差が 30 [deg] の場合の波形を高速フーリエ変換して得られる遅延時間対振幅特性を示す図である。

【図 9】 図 6 に示した特性に現れているリブル波形特に位相差が 90 [deg] の場合の波形を高速フーリエ変換して得られる遅延時間対振幅特性を示す図である。

【図 10】 図 6 に示した特性に現れているリブル波形特に位相差が 0 [deg] の場合の波形を高速フーリエ変換して得られる位相特性を示す図である。

【図 11】 図 6 に示した特性に現れているリブル波形特に位相差が 30 [deg] の場合の波形を高速フーリエ変換して得られる位相特性を示す図である。

【図 12】 図 6 に示した特性に現れているリブル波形特に位相差が 90 [deg] の場合の波形を高速フーリエ変換して得られる位相特性を示す図である。

【図 13】 本実施形態における回り込み波キャンセル原理を概念的に示す図である。

【図 14】 図 5 に示したモデルに回り込みキャンセラを付加したモデルを示す図である。

【図 15】 回り込みが生じている状態で回り込みキャンセラによりキャンセル信号を発生させたときに、受信信号の周波数対振幅特性を測定した結果を示す図である。

【図 16】 事前処理にて作成するテーブルの一例を示す図であり、特に (b) は (a) に示したテーブルの構成を概念的に三次元化した図である。

【図 17】 事前処理にて作成するテーブルの他の一例を示す図である。

【図 18】 回り込みキャンセラのキャンセル信号生成回路特に周波数解析部及び演算制御部の動作手順を示すフローチャートである。

【図 19】 図 18 に示した手順で呼び出す検出サブルーチンの内容を示すフローチャートである。

【図 20】 主波に対する回り込み波の干渉による AGC 制御電圧寄分をキャンセルする方法を示す図である。

【図 21】 受信信号にマルチバス成分が含まれている状態を、主波及びマルチバス伝送路を含めて、モデル化して示す図である。

【図 22】 図 21 に示したモデルに回り込みキャンセラを追加した図である。

【図 23】 多波回り込み及び多波マルチバスが生じて 50 いる状態をモデル化して示す図である。

【図24】 本発明の他の実施形態に係る中継放送機の構成を示すブロック図である。

【図25】 本発明の更に他の実施形態における回り込みキャンセラの構成を示すブロック図である。

【図26】 傾複数周波数チャネルに亘るリップル波形の現れ方を示す図である。

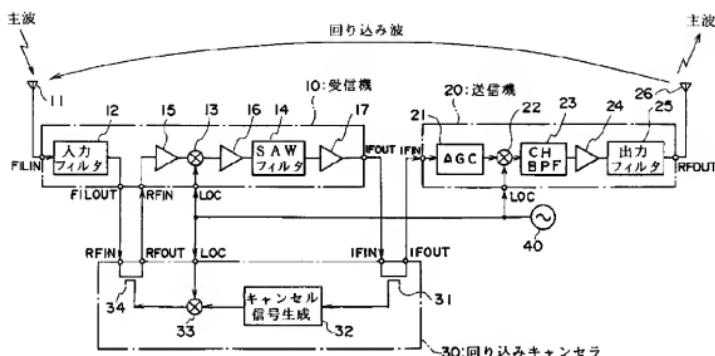
【図27】 本発明の更に他の実施形態に係る中継放送機の構成を示すブロック図である。

【図28】 本発明の更に他の実施形態における回り込みキャンセラの構成を示すブロック図である。

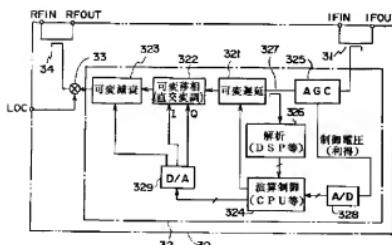
【符号の説明】

10 受信機、11 受信アンテナ、20 送信機、2*

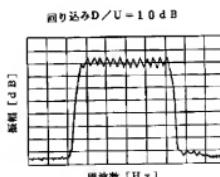
* 1, 325 AGC回路、26 送信アンテナ、30 回り込みキャンセラ、31, 31A, 34, 327 カプラ、32 キャンセル信号生成回路、321 可変遅延回路、322 可変移相器、323 可変減衰器、324 演算制御部、326 周波数解析部、A 可変減衰器の減衰率、 $H_0(\omega)$ 中継放送機の伝達関数(回り込みキャンセラ非動作時)、 $H_{\infty}(\omega)$ 受信機の伝達関数、 $H_R(\omega)$ 送信機の伝達関数、 $H_L(\omega)$ 回り込みキャンセラの伝達関数、 $H_1(\omega)$ 回り込みの伝達関数、 $H_{\pi}(\omega)$ マルチパスの伝達関数、 τ 可変遅延回路の遅延時間、 θ 可変移相器の移相量。



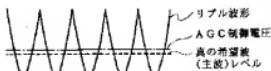
【図2】



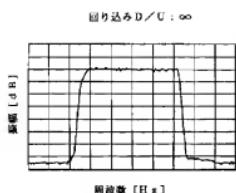
【図3】



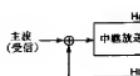
【図20】



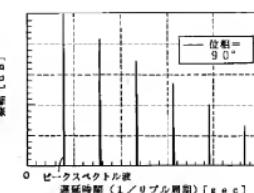
【図4】



【図5】



【図9】

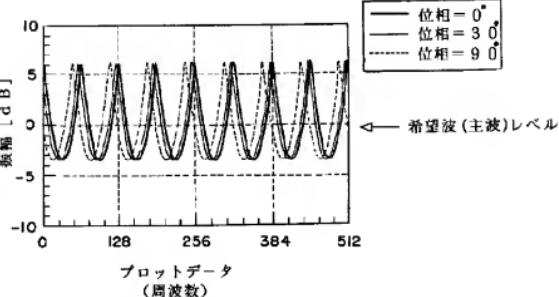


【図6】

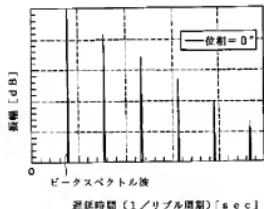
回り込み 1 波

 $D/U = 6 \text{ dB}$

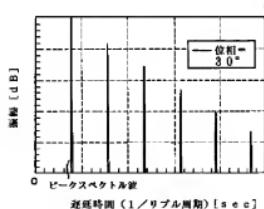
連延時間 =

 $0.0154(1/64)$ 

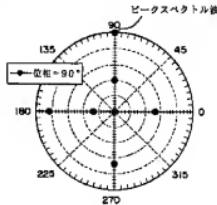
【図7】



【図8】



【図12】



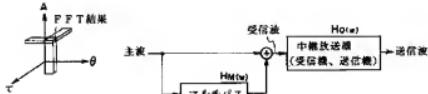
【図16】

(τ, θ, A)	FFT結果
組み合せ 1	スペクトル分布 1
2	2
3	3
⋮	⋮

(a)

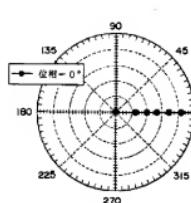


(b)

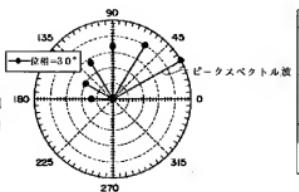


【図21】

【図10】



【図11】

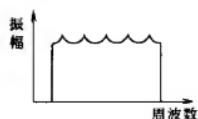
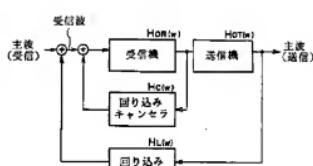
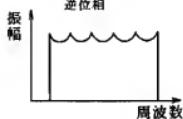


【図17】

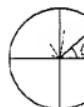
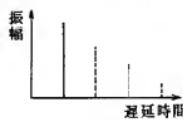
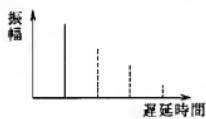
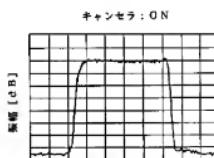
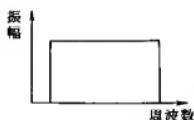
固定	度数	FFT波形
(θ, A)	T_1 T_2 \vdots	スペクトル分布 $1a$ $2a$
(T, A)	θ_1 θ_2 \vdots	$1b$ $2b$
(T, θ)	A_1 A_2 \vdots	$1c$ $2c$

【図13】

伝搬回り込み

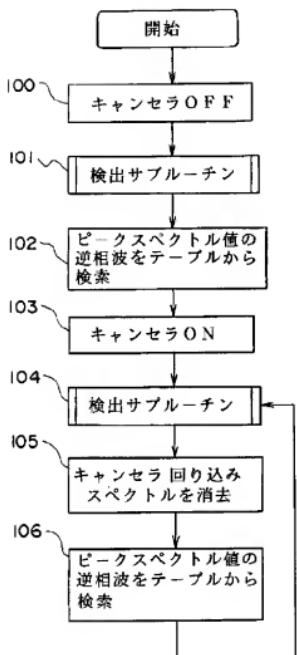
キャンセル信号
伝搬回り込み波
に対して
同遅延時間
同振幅
逆位相

【図15】

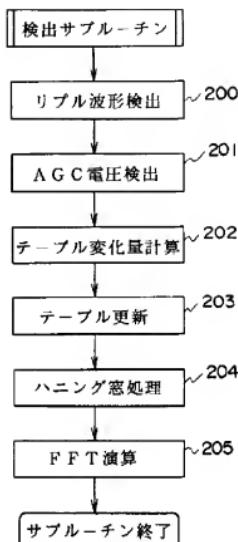
互いにピーカス
ベクトルが逆位相

キャンセラ: ON

【図18】



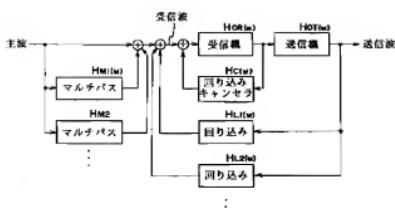
【図19】



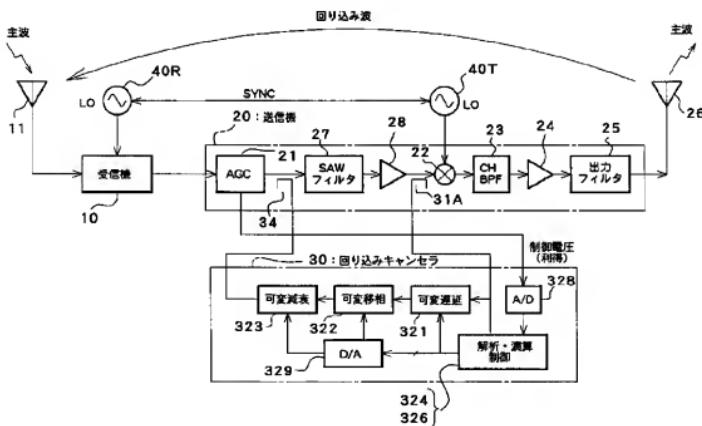
【図22】



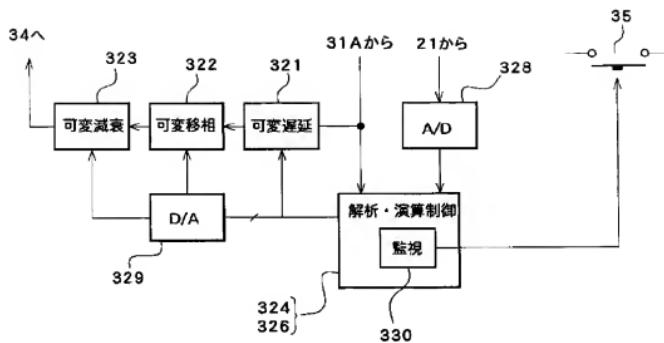
【図23】



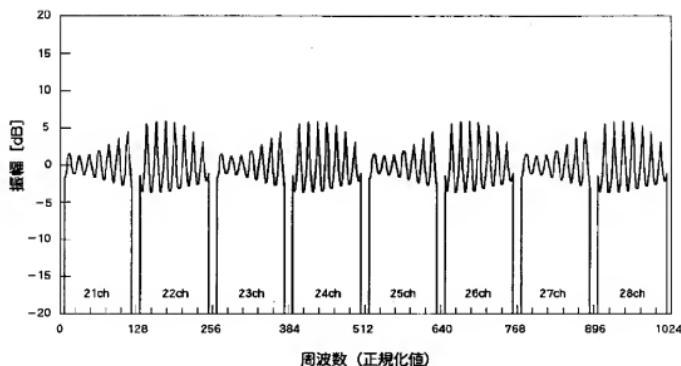
【図24】



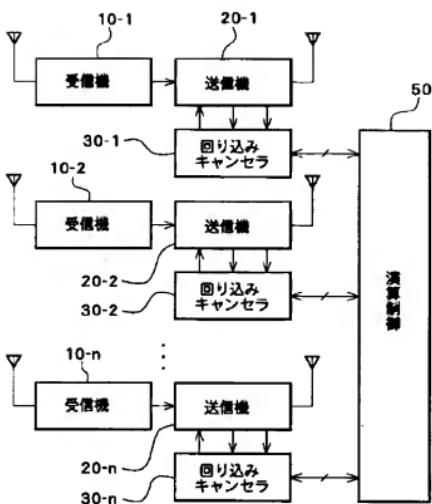
【図25】



【図26】



【図27】



【図28】

